

# ANTENA CONJUGADORA DE FASE A FET DE DOBLE PUERTA CON CAPACIDAD DE MODULACIÓN ASK

T. Aballo<sup>(1)</sup>, L. Cabria<sup>(1)</sup>, J. A. García<sup>(1)</sup>, F. R. Marante<sup>(2)</sup>

[teofilo@dicom.unican.es](mailto:teofilo@dicom.unican.es), [lorena@dicom.unican.es](mailto:lorena@dicom.unican.es), [joseangel.garcia@unican.es](mailto:joseangel.garcia@unican.es), [marante@electronica.cujae.edu.cu](mailto:marante@electronica.cujae.edu.cu)

<sup>(1)</sup>Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones, Univ. de Cantabria, Avda. de Los Castros s/n, 39005, Santander, España

<sup>(2)</sup>Dpto. Telecomunicaciones, Instituto Superior Politécnico “José Antonio Echeverría”, Ciudad Habana, Cuba.

**Abstract-** In this paper, a phase conjugating antenna with amplitude shift keying (ASK) modulation capability is presented for its use in retrodirective arrays. A dual-gate FET resistive mixer is integrated with a slot coupled square patch, and a data signal is applied to the second gate terminal in order to amplitude modulate the device time-varying output conductance. Measurements of the response signal in a backscatter test set-up validate the proposed solution for carrying information back to the interrogator position in an ASK format.

## I. INTRODUCCIÓN

Las técnicas adaptativas de seguimiento y conformado de haz se vienen introduciendo continuamente en los sistemas inalámbricos modernos, como manera de reducir la interferencia mientras que mejora simultáneamente la ganancia y la capacidad del sistema [1].

Como es bien conocido, el seguimiento de haz de tipo adaptativo puede ser logrado con el uso de técnicas de procesamiento digital de la señal. Sin embargo, la velocidad requerida de respuesta puede hacer que el hardware y los algoritmos sean muy complejos y sofisticados de manera que esta solución puede resultar prohibitiva para muchas aplicaciones.

Los arrays retrodirectivos [2]-[7] constituyen una alternativa prometedora, ya que pueden automáticamente transmitir una señal de vuelta a la posición del interrogador sin ningún conocimiento a priori del ángulo incidente, empleando para ello simples circuitos de procesamiento analógico de la señal.

La retrodirectividad del array es posible si cada elemento responde con una versión de fase conjugada de la señal que recibe. Este concepto fue introducido por Van Atta [2], y más tarde Pon propuso una solución de tipo heterodino [3], donde se selecciona el producto de banda lateral inferior resultante del proceso de mezcla entre la señal de entrada (RF) y la de un oscilador local (OL) al doble de la frecuencia de RF.

La introducción de arrays con conjugación de fase en sistemas de comunicaciones inalámbricos es todavía limitada, fundamentalmente debido a la necesidad de una transmisión y una recepción simultánea de la información.

Considerando que la señal de respuesta debería ser una versión con fase invertida de la señal de excitación incidente, esto no es ciertamente una tarea trivial. Dos tipos de soluciones han sido propuestas en la literatura. En una de

ellas, la información recibida es simplemente eliminada con anterioridad al proceso de remodulación [4], [5]; mientras que en la otra [6] un formato mutuamente exclusivo es impuesto.

En este artículo se presenta una antena conjugadora de fase con capacidad de modulación de amplitud (ASK), para su uso en agrupaciones retrodirectivas. El conjugador está basado en un mezclador resistivo a FET de doble puerta, y la señal moduladora es insertada a través de la segunda puerta del dispositivo, aprovechando la influencia de la tensión en este terminal sobre las pérdidas de conversión.

## II. MEZCLADOR RESISTIVO A FET DE DOBLE PUERTA

Ambos tipos de mezcladores, a diodos y FETs, han sido utilizados en el pasado para el diseño de conjugadores de fase [7]. En el caso de los FETs, la topología mezcladora resistiva [8] es altamente apreciada, ya que las señales de interrogación y de respuesta comparten el mismo terminal del dispositivo (el que iría conectado a la antena).

Aunque los FETs de doble puerta se han utilizado ampliamente para el diseño de diferentes mezcladores y amplificadores de ganancia variable [9], la dependencia de su conductancia drenador-fuente respecto a ambas tensiones de puerta en condición de operación en frío, no ha sido explotada.

El comportamiento no lineal de un FET doble puerta puede ser descrito como el de un par de FETs de puerta única en cascada [9], ver Fig.1.

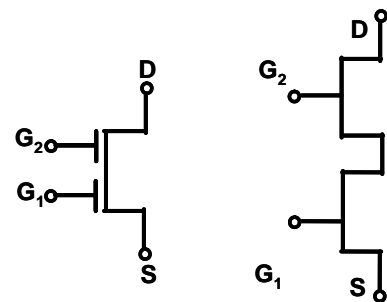


Fig. 1. FET doble puerta, con su equivalente de conexión en cascada de un par de FETs de puerta única.

En  $V_{DS} = 0V$ , esto significa que el canal conductor podría ser igualmente controlado por ambas tensiones de puerta ( $V_{gs1}$  y  $V_{gs2}$ ). En la Fig.2, está representada la dependencia de la

conductancia drenador-fuente extraída de las medidas de parámetros [S] del dispositivo NE25118 de NEC Semiconductors.

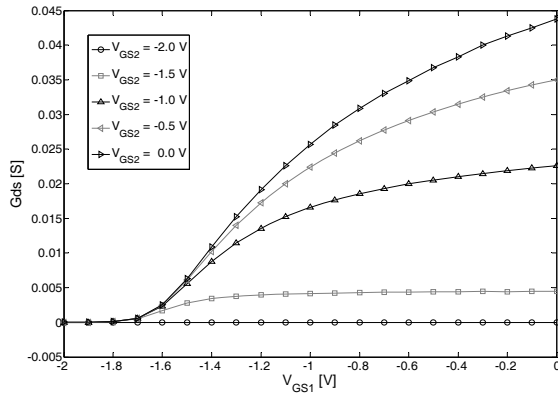


Fig. 2. Evolución de la conductancia drenador-fuente con  $V_{GS1}$  y  $V_{GS2}$  para  $V_{DS} = 0V$  en un FET doble puerta NE25118.

Como se puede apreciar, el perfil de la conductancia de salida en función de la tensión de la primera puerta está modulado por el valor DC de la tensión de la segunda puerta, encontrándose su máxima variación en pinch-off, según era de esperar.

Tomando en cuenta que en un mezclador resistivo la variación en el tiempo de la conductancia se utiliza para generar la respuesta,

$$ids(t) \approx Gds(t)_{OL} \cdot vds(t) \quad (1)$$

y que la forma de onda periódica  $Gds(t)_{OL}$  puede ser representada mediante su desarrollo en series de Fourier,

$$ids(t) \approx [Gds^0 + Gds^1 \cdot \cos(\omega_{OL} \cdot t + \varphi_{OL}) + Gds^2 \cdot \cos(2 \cdot \omega_{OL} \cdot t + 2 \cdot \varphi_{OL}) + \dots] \cdot vds(t) \quad (2)$$

la componente de respuesta en la corriente drenador-fuente podría ser expresada en función del fasor de la tensión de interrogación ( $V_{in} \cdot e^{j \cdot \varphi_{in}}$ ),

$$ids_{res}(t) = \frac{1}{2} \cdot G_{conv} \cdot V_{in} \cdot \cos(\omega_{res} \cdot t + \varphi_{OL} - \varphi_{in}) \quad (3)$$

donde la conductancia de conversión ( $G_{conv}$ ) puede ser derivada de la Eq.4 una vez que los elementos reactivos en el circuito equivalente del dispositivo han sido despreciados (aproximación sin memoria).

Usando  $R_s$  y  $R_d$  para representar las resistencias parasitas de la fuente y del drenador, mientras que  $R_L$  para el valor de la carga a las componentes de respuesta y de interrogación (la resistencia de entrada de la antena),

$$G_{conv} \approx \frac{Gds^1}{[1 + Gds^0 \cdot (R_s + R_d + R_L)]^2 - |Gds^1|^2 \cdot (R_s + R_d + R_L)^2} \quad (4)$$

Considerando este resultado, las pérdidas de conversión podría minimizarse maximizando la amplitud del coeficiente armónico de primer orden en  $Gds(t)_{LO}$ ,  $Gds^1$ . De este modo, si se está interesado en obtener una conversión de frecuencia óptima inyectando una señal de oscilador local por la puerta

1, la amplitud de la conductancia drenador-fuente variante en el tiempo debe ser lo mas alta posible.

Considerando la evolución de  $Gds$  de la Fig. 2,  $V_{GS1}$  se debería fijar alrededor de  $V_p$  mientras que  $V_{GS2}$  cerca de  $0V$ .

Se diseñó entonces un mezclador resistivo, basado en el dispositivo caracterizado anteriormente. La frecuencia de oscilación del OL fue fijada a  $1800 MHz$ , el doble de la usada en la interrogación, para obtener el producto de mezcla de banda lateral inferior, invertido en fase, lo mas cercano posible a la señal incidente. La evolución de las pérdidas de conversión fue medida en función de la tensión de puerta y del nivel de potencia del oscilador local (OL). En la Fig. 3, se muestra la figura de mérito obtenida para el valor óptimo de  $V_{GS2}$ .

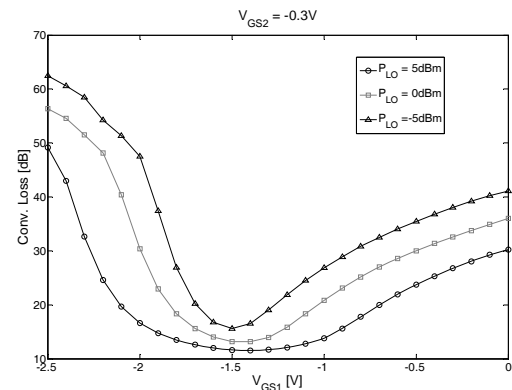


Fig. 3. Evolución de las pérdidas de conversión de un mezclador resistivo en función de  $V_{GS1}$  y  $P_{OL}$ .

Como se puede apreciar, el mejor valor de  $12 dB$  fue obtenido para un nivel del mezclador de  $5 dBm$  en  $V_{GS1} = -1.5V$ . Este pobre resultado en conversión podría estar relacionado con el valor no muy elevado de la conductancia máxima que presenta este dispositivo en el estado de conducción.

Tomando en cuenta que para una tensión de polarización de la segunda puerta muy por debajo del pinch off, la conductancia es aproximadamente igual a cero con independencia de la tensión en la primera puerta, parece posible modular en amplitud las pérdidas de conversión.

De hecho, si se aplica una señal pulsada de datos en el terminal de la segunda puerta, con estados "0" y "1" correspondiendo a  $V_{GS2} = -2.5V$  y  $V_{GS2} = -0.3V$ , la respuesta generada puede llevar de vuelta dicha información a la posición del interrogador en un formato de modulación de amplitud (ASK).

### III. ANTENA CONJUGADORA DE FASE

El mezclador resistivo previamente optimizado, se ha integrado con un radiador impreso a una frecuencia de  $900 MHz$  que va ser utilizado como elemento de un array retrodirectivo.

La señal invertida en fase fue modulada en ASK insertando la señal de datos mediante un generador de pulsos de Agilent de altas prestaciones.

#### A. Parche Impreso

Para el radiador, se seleccionó un parche cuadrado acoplado por apertura [10]. El conjugador y la línea de alimentación fueron impresos en sustrato ARLON 25N con

una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 3.38$  y un grosor de  $0.762\text{ mm}$ . En la Fig.4 se observan los detalles.

El parche fue construido sobre una capa auxiliar usando el mismo material, y situado en posición invertida gracias al uso de soportes de plástico. De esta forma, el substrato de abajo del parche es aire, con las ventajas en ganancia y ancho de banda asociadas a su baja permitividad.

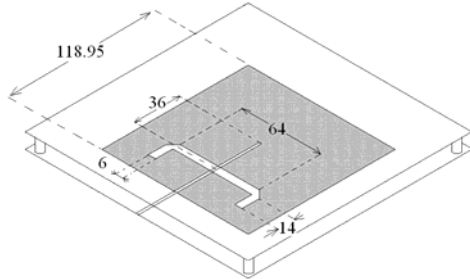


Fig. 4. Detalles geométricos de las dimensiones de la antena

En la Fig.5 se presentan las medidas de adaptación de entrada de la antena. Aunque fue diseñada para presentar  $50\Omega$  como impedancia de entrada en la banda de operación, las dimensiones de la ranura y del stub se podrían modificar para adaptar la impedancia en drenador a la frecuencia de interrogación, reduciendo de este modo la radiación indeseada debida a la componente reflejada de la señal de interrogación incidente.

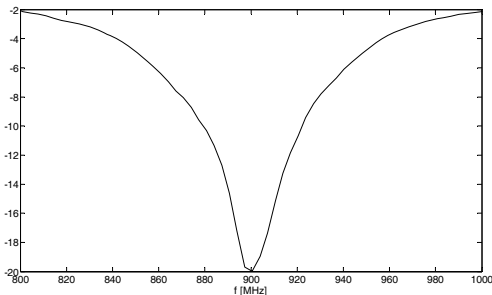


Fig. 5. Característica de entrada de la antena ( $S_{11}$  [dB]).

### B. Resultados de Medida de la Antena Conjugadora

Un sistema de medida backscatter ha sido implementado para la caracterización de la antena integrada. Una señal de  $885\text{ MHz}$  de onda continua fue transmitida como señal de interrogación, mientras que un Analizador Vectorial de Señal 89600 de Agilent nos permitió medir la evolución de la amplitud y la fase de la señal devuelta a la posición del interrogador a  $915\text{ MHz}$  ( $f_{OL} - f_{in} = 1800\text{MHz} - 885\text{MHz}$ ), tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

Tras aplicar una señal de pulsos de  $1\text{ MHz}$  a la segunda puerta del dispositivo, manteniendo  $V_{GS1} = -1.5\text{ V}$  y  $V_{DS} = 0\text{ V}$ , el resultado de la medición de la componente de amplitud puede observarse en la Fig. 6. La modulación ASK a  $1\text{ MHz}$  queda validada perfectamente con una diferencia en nivel de  $30\text{ dB}$  entre los dos estados.

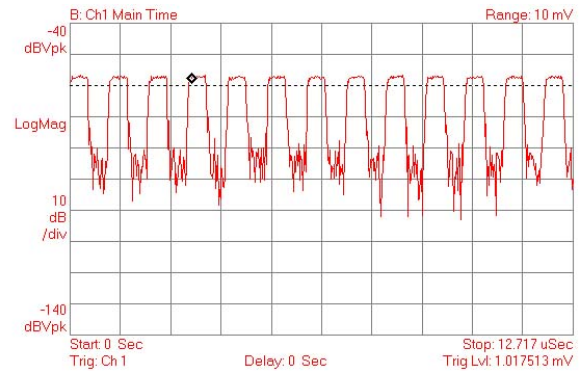


Fig. 6. Evolución de la componente de amplitud de la señal de respuesta, medida en la posición del interrogador.

El patrón de radiación relativo, medido a partir de la evolución del nivel de potencia del estado "1" con la elevación se presenta en la Fig. 7. El valor mínimo se utilizó como referencia para el trazado polar. Según lo esperado, sigue el diagrama de radiación del parche.

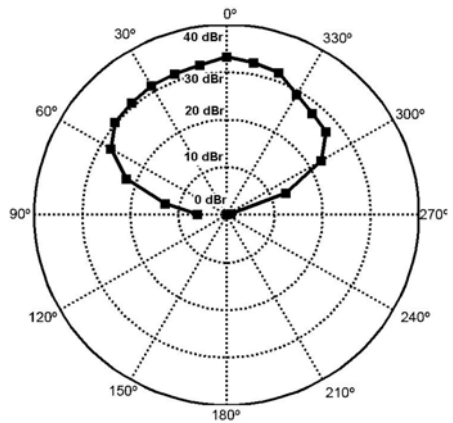


Fig. 7. Medida del patrón de radiación relativo del parche.

En la Fig.8, se ha añadido un diagrama simplificado del sistema experimental utilizado. Un amplificador de bajo ruido (LNA) y uno de alta potencia (HPA) fueron empleados para mejorar respectivamente la sensibilidad del receptor y la PIRE transmitida.

El conjugador de fase/modulador aquí desarrollado, basado en un mezclador FET doble-puerta resistivo, sería válido para su uso en enlaces de comunicaciones retrodirectivos full-dúplex, siguiendo cualquiera de las soluciones descritas al inicio del artículo, [5, 6].

Dos mezcladores idénticos tendrían que ser implementados en configuración balanceada para asegurar que la respuesta es extraída a través de un puerto aislado físicamente del de interrogación.

Una vez dividida la excitación de entrada, para garantizar una demodulación adecuada y la recuperación de una señal portadora de amplitud constante, el proceso de inversión de fase tendría lugar en el conjugador balanceado. En caso de que la información llegase en un formato AM, un circuito de limitación debería situarse entre el divisor de potencia y el acoplador híbrido, tal y como se propuso en [5].

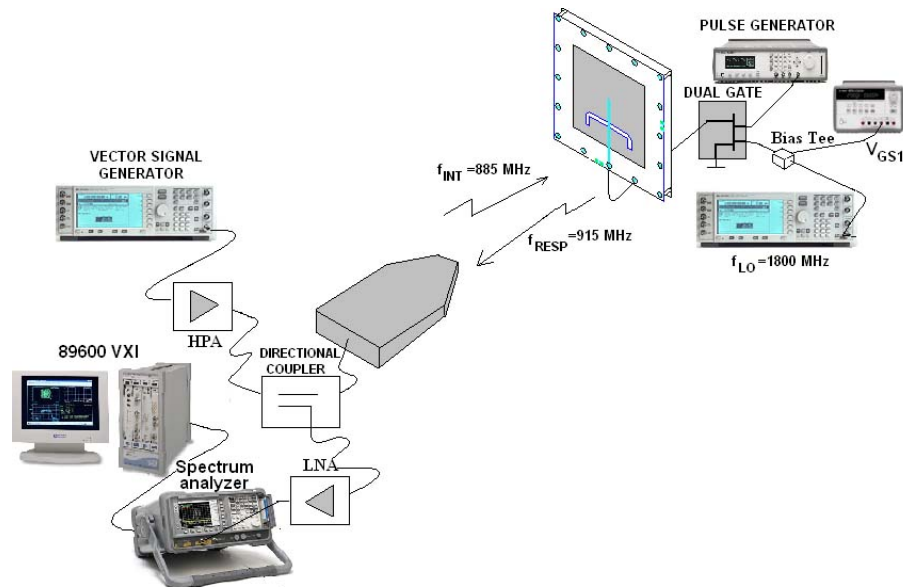


Fig. 8. Sistema de medida para caracterización "backscatter".

#### IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha presentado una antena conjugadora de fase con capacidad de modulación ASK, basada en tecnología FET de doble puerta. A pesar del valor modesto obtenido para las pérdidas de conversión en el mezclador resistivo, la topología propuesta constituye una solución sencilla y rentable para implementar agrupaciones de antenas retrodirectivas con capacidad de comunicación full-dúplex.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores quieren agradecer la financiación proporcionada por el Ministerio de Educación y Ciencia (MEC) y por la Comisión Europea a través del proyecto TEC2005-07985-C03 y de la Red de Excelencia TARGET.

#### REFERENCIAS

[1] M. Chryssomallis, "Smart antenas," *IEEE Antennas Propagation Mag.*, Vol. 42, No. 6, pp. 129-136, June 2000.

[2] L. G. Van Atta, "Electromagnetic Reflector," *U. S. Patent* No. 2,908,002, October 6, 1959.

[3] C. Y. Pon, "Retrodirective array using the heterodyne technique," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, Vol. AP12, pp. 176-180, Mar. 1964.

[4] L. D. Didomenico and G. M. Rebeiz, "Digital communications using self-phased array," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 49, No. 4, pp. 677-684, April 2001.

[5] K. M. K. H. Leong, Y. Wang and T. Itoh "A full duplex capable retrodirective array system for high-speed beam tracking and pointing applications," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 52, No. 5, pp. 1479-1489, May 2004.

[6] K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Full-duplex retrodirective array using mutually-exclusive uplink and downlink modulation schemes," *2004 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Fort Worth, TX, June 2004, pp. 1695-1698.

[7] R. Y. Miyamoto and T. Itoh, "Retrodirective arrays for wireless communications," *IEEE Microwave Mag.*, Vol. 3, No. 1, pp. 71-79, March 2002.

[8] S. A. Maas, "A GaAs MESFET mixer with very low intermodulation," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 35, No. 4, pp. 425-429, April 1987.

[9] C. Tsinoris, R. Meierer and R. Stahlmann, "Dual-gate MESFET mixers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, Vol. 32, No. 3, pp. 248-255, March 1984.

[10] D. M. Pozar, "A Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line", *Electronics Letters*, vol. 21, pp. 49-50, Jan. 17, 1985.